

[Previous Doc](#) [Next Doc](#) [Go to Doc#](#)
[First Hit](#)

☐ [Generate Collection](#)

L8: Entry 3 of 16

File: JPAB

Nov 30, 1999

PUB-NO: JP411330904A

DOCUMENT-IDENTIFIER: JP 411330904 A

TITLE: RESONATOR TYPE SURFACE ACOUSTIC WAVE FILTER

PUBN-DATE: November 30, 1999

INVENTOR-INFORMATION:

NAME

COUNTRY

WU, HOKUHOA

ASSIGNEE-INFORMATION:

NAME

COUNTRY

OKI ELECTRIC IND CO LTD

APPL-NO: JP10129841

APPL-DATE: May 13, 1998

INT-CL (IPC): H03 H 9/64; H03 H 9/145; H03 H 9/25

ABSTRACT:

PROBLEM TO BE SOLVED: To adjust the passing bandwidth of the resonator type surface acoustic wave filter.

SOLUTION: Serial arm elements 30S-1, 30S-23, and 30S-4 pass signals of frequencies above a resonance frequency and below an antiresonance frequency well and do not pass frequencies above the antiresonance frequency well. Parallel arm elements 30P-12 and 30P-34 pass frequencies above the resonance frequency and below the antiresonance frequency well and do not pass frequencies below the resonance frequency well. Consequently, this resonator type SAW filter pass signals of frequencies from the resonance frequency of the parallel arm elements 30P-12 and 30P-34 to the antiresonance frequency of the serial arm elements 30S-1, 30S-23, and 30S-4 to serve as a band-pass filter. A piezoelectric substrate 31 has a large electromechanical coupling coefficient, so the bandwidths of serial arm resonators 40S-1, 40S-23, and 40S-4 and parallel arm resonators 40P-12 and 40P-34 become unnecessarily wide. Therefore, capacitors 50S-1, 50S-23, 50S-4, 50S-12, and 50P-34 are connected to those respective resonators in series to reduce and adjust the bandwidth.

COPYRIGHT: (C)1999, JPO

[Previous Doc](#) [Next Doc](#) [Go to Doc#](#)

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平11-330904

(43) 公開日 平成11年(1999)11月30日

(51) Int.Cl.⁶

識別記号

F I

H 0 3 H 9/64
9/145
9/25H 0 3 H 9/64
9/145
9/25Z
D
Z

審査請求 未請求 請求項の数 2 O L (全 10 頁)

(21) 出願番号 特願平10-129841

(22) 出願日 平成10年(1998)5月13日

(71) 出願人 000000295

沖電気工業株式会社

東京都港区虎ノ門1丁目7番12号

(72) 発明者 ウー・ホクホア

東京都港区虎ノ門1丁目7番12号 沖電気
工業株式会社内

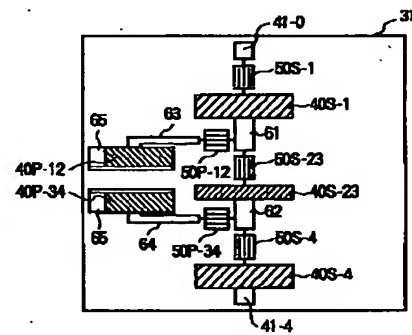
(74) 代理人 弁理士 柿本 恭成

(54) 【発明の名称】 共振器型弾性表面波フィルタ

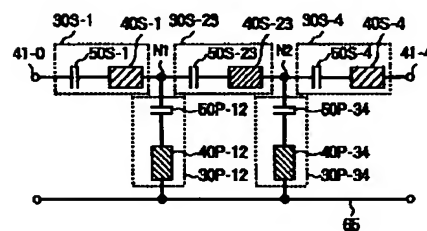
(57) 【要約】

【課題】 共振器型弾性表面波フィルタの通過帯域幅を調整する。

【解決手段】 直列アーム素子30S-1, 30S-23, 30S-4は、共振周波数以上と反共振周波数以下の周波数を信号をよく通し、反共振周波数以上の周波数をあまり通さない。並列アーム素子30P-12, 30P-34 は、共振周波数以上と反共振周波数以下の周波数をよく通し、共振周波数以下の周波数をあまり通さない。その結果、この共振器型SAWフィルタは、並列アーム素子30P-12, 30P-34 の共振周波数から直列アーム素子30S-1, 30S-23, 30S-4の反共振周波数までの周波数の信号を通し、帯域フィルタとして働く。圧電基板31は、電気機械結合係数が大きいので、直列アーム共振子40S-1, 40S-23, 40S-4及び並列アーム共振子40P-12, 40P-34 の帯域幅が必要以上に広がっている。そのため、これらの各共振子にキャパシタ50S-1, 50S-23, 50S-4, 50P-12, 50P-34を直列接続し、帯域幅を縮小して調整する。



(a) 平面図



(b) 等価回路

本発明の図1の高周波側の4段共振器型SAWフィルタ

【特許請求の範囲】

【請求項1】 所定の電気機械結合係数を有する圧電基板と、

前記圧電基板上に形成され、入力信号を入力する入力端子と、

前記圧電基板上に形成され、出力信号を出力する出力端子と、

前記圧電基板上に形成されて前記入力端子と前記出力端子との間に直列接続され、所定のインピーダンス特性を有する弾性表面波共振器で構成された1つ又は複数の直列アーム共振器と、

前記1つ又は複数の直列アーム共振器にそれぞれ1つずつ直列接続された1つ又は複数の第1のキャパシタと、

前記圧電基板上に形成されて前記各直列アーム共振器に対して梯子型に接続され、所定のインピーダンス特性を有する弾性表面波共振器で構成された1つ又は複数の並列アーム共振器と、

前記1つ又は複数の並列アーム共振器にそれぞれ1つずつ直列接続された1つ又は複数の第2のキャパシタとを、備えたことを特徴とする共振器型弾性表面波フィルタ。

【請求項2】 前記第1及び第2のキャパシタは、前記圧電基板の外部に接続される容量素子、該圧電基板上に形成されるすだれ状電極型の容量素子、又は該圧電基板上に形成される多層電極型の容量素子で構成したことを特徴とする請求項1記載の共振器型弾性表面波フィルタ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、例えば、自動車電話機、携帯電話機、通信機器等の種々の回路に用いられ、特に信号通過帯域幅を調整できる構成にした共振器型弾性表面波(Surface Acoustic Wave、以下「SAW」という)フィルタに関するものである。

【0002】

【従来の技術】一般に、SAW装置は、SAWを励振するためのすだれ状トランスデューサ(Interdigital Transducer、以下「IDT」という)を有し、このIDTを加工することにより、該SAW装置にいろいろな特性や機能をもたせることができる。従来、SAW装置といえば主にSAWフィルタを指すことが多く、そしてSAWフィルタの中では多電極型SAWフィルタが主役であった。ところが、近年、多電極型SAWフィルタの他に、共振器型SAWフィルタの研究開発も盛んになり、SAWフィルタといえば、必ずしも多電極型SAWフィルタを意味しなくなってきた。

【0003】共振器型SAWフィルタは、古典的な電気フィルタの設計方法に基づいて構成されるSAW共振器を用いたフィルタである。SAW共振器の本体は、すだれ状電極指が対向したIDTで、場合によって該IDT

の左右に反射器が設けられることもある。反射器もIDTと同様にすだれ状電極指で構成され、この全電極指が電氣的に短絡される場合もあれば、開放される場合もある。反射器は、主にIDTの左右に漏洩するSAWを音響的に反射するものであり、その全電極指を電氣的に短絡しても、或いは開放しても、SAW共振器の特性に対する影響は殆ど無い。SAW共振器のインピーダンス特性は、LC共振器のインピーダンス特性に極めて類似しているため、電気フィルタの設計方法が適用できる。

【0004】図2は、従来のSAW共振器を示す平面図である。このSAW共振器10は、例えば、タンタル酸リチウム(LiTaO_3)、ニオブ酸リチウム(LiNbO_3)或いは水晶(SiO_2)等の圧電基板11を有し、この圧電基板11上に入力端子12、出力端子13、及び複数本の電極指14aを有するIDT14が形成されている。IDT14の両側には、反射器15L、15Rが形成されている。尚、反射器15L、15Rは、不要な場合には形成されない。

【0005】図3(a)～(c)は、図2中の反射器15L、15Rを示す平面図であり、同図(a)は略図、同図(b)は短絡型、及び同図(c)は開放型をそれぞれ示している。各反射器15L、15Rの電極指15aの数は、50～100本程度が適切である。一般に、各反射器15L、15Rの電極指15aは、図3(b)のように電氣的に短絡されるか、或いは図3(c)のように開放された形状になっている。反射器15L、15Rを配置する位置は、所望のインピーダンスを得るために種々の位置が設定されるが、IDT14の一番外側の電極指14aの中心と、反射器15L、15Rの該IDT14側の電極指15aの中心との距離が、励振するSAWの1/4波長前後の距離になるように設定されることが多い。このSAW共振器10の製造過程において、IDT14と反射器15L、15Rとは同時に形成されるので、その材質及び膜厚が同一になっている。IDT14の材質は純Alまたは該純Alを主成分とした合金が一般的であるが、場合によっては、純Au、純Ti又はこれらの金属を主材料とする合金が用いられることもある。IDT14の膜厚は、数百Åから数千Åに設定される。このように構成されたSAW共振器10は、LC共振器と類似したリアクタンス特性を示すので、その等価回路がLC共振器で近似的に表されることが多い。

【0006】図4(a)、(b)は、図2のSAW共振器10の等価回路とリアクタンス特性を示す図である。図4(a)の等価回路では、入力端子12と出力端子13との間にインダクタンスLのインダクタ16、静電容量 c_1 のキャパシタ17及び抵抗値 r の抵抗18が直列接続され、これらと並列に静電容量 C_0 のキャパシタ19が接続されている。図4(b)のリアクタンス特性において、リアクタンス特性 X_0 が0Ωになる周波数が共振周波数 F_{r1} 及び反共振周波数 F_{a1} であり、近似的に次式(1)、

(2)でそれぞれ表される。

3

$$Fr1 = 1 / 2\pi\sqrt{(Lc1)}$$

$$Fa1 = (1/2\pi)\sqrt{\{(c1 + C0)/(c1 C0 L)\}} \quad \dots (2)$$

このようなリアクタンス特性を有する素子を用いて電気フィルタを設計する方法は、古くから知られている。

【0007】図2のSAW共振子10を用いてフィルタを構成する場合、1段梯子型回路が基本回路になる。図5(a)、(b)は、従来の1段梯子型回路の2種類の例を示す構成図である。図5(a)の1段梯子型回路20Aと図5(b)の1段梯子型回路20Bとは、共に並列アーム(arm)共振子10Pと直列アーム共振子10Sとを有し、且つ対称である。即ち、梯子型回路20Aの左側の端子21-0, 22-0から該梯子型回路20Aを見たインピーダンスは、梯子型回路20Bの右側の端子21-1, 22-1から該梯子型回路20Bを見たインピーダンスに等しく、梯子型回路20Aの右側の端子21-1, 22-1から該梯子型回路20Aを見たインピーダンスは、梯子型回路20Bの左側の端子21-0, 22-0から該梯子型回路20Bを見たインピーダンスに等しい。梯子型回路20A, 20Bを用いてフィルタを構成する場合、梯子型回路20A, 20B間のインピーダンスを考慮しながら、梯子型回路20A又は20Bを選択する。梯子型回路20A, 20Bにおいて、並列アーム共振子10Pの反共振周波数と直列アーム共振子10Sの共振周波数とが非常に接近するか又は一致すれば、系全体の入力端子と出力端子における整合状態が極めて良好な帯域フィルタの特性が得られる。

【0008】図6は、図5の1段梯子型回路20A, 20Bのリアクタンス特性及び伝送特性を示す図である。図6において、並列アーム共振子10Pのリアクタンス特性及び直列アーム共振子10Sのリアクタンス特性は、特性曲線Xp, Xsで示され、それぞれ共振周波数Frp, Frsと反共振周波数Fap, Fasとを有する。その結果、1段梯子型回路20A又は20Bの挿入損失特性は特性曲線I0、及び反射損失特性は特性曲線R0に示ようになる。

【0009】この挿入損失特性I0は帯域フィルタの挿入損失特性で、梯子型回路20A, 20Bの段数を増加することによって通過帯域以外の減衰量が著しく増加するが、通過帯域の挿入損失も増加する。そのため、フィルタの構成に必要な段数は該フィルタの特性の条件、例えば通過帯域の挿入損失や帯域外減衰量のレベル等によって設定する。又、この段数は或る程度フィルタの通過帯域幅BWに寄与するが、決定的な要因ではない。通過帯域幅BWを決めるのは、該フィルタを構成する直列アーム共振子10S及び並列アーム共振子10Pの帯域幅、即ちそれぞれのSAW共振子の共振周波数Frp, Frsと反共振周波数Fap, Fasの周波数間隔と直列アーム共振子10Sの共振周波数Frsと並列アーム共振子10Pの反共振周波数Fapの周波数間隔である。図6では、共振器型SAWフィルタを構成する各SAW共振子のリアクタンス特性が示されているが、フィルタの通過帯域幅BWは、並列アーム共振子10Pの共振周波数Frpと直列アーム共振子10S

4

$$\dots (1)$$

*の反共振周波数Fasの間に収まっている。即ち、フィルタの通過帯域幅BWは並列アーム共振子10Pの共振周波数Frpと直列アーム共振子10Sの反共振周波数Fasの周波数間隔より広くなることはありえない。又、図6では、反共振周波数Fapと共振周波数Frsとが一致するように示されているが、これらの周波数Fap, Frsが一致せずに、例えば反共振周波数Fapが共振周波数Frsより低ければ、通過帯域幅BWが広くなり、反共振周波数Fapが共振周波数Frsより高ければ、通過帯域幅BWが狭くなる。いずれの場合においてもこの2つの周波数が一致しなければ、そのずれの量が大きければ大きいほど梯子型回路20A, 20B内の整合状態が悪化し、結果的にフィルタ特性が劣化することになる。

【0010】しかし、従来、各種の通信機器に対して法律によって割当てられた使用周波数帯域は、必ずしも梯子型回路20A, 20B内の整合状態がよいときの通過帯域幅BWと一致しない。従って、法律によって決められた使用可能な周波数帯域に合うように通過帯域幅BWを調整しなければならない。そのため、共振器型SAWフィルタでは、梯子型回路20A, 20B内の整合状態を犠牲にしても並列アーム共振子10Pの反共振周波数Fapと直列アーム共振子10Sの共振周波数Frsとを互いにずらし、通過帯域幅BWが割当てられた使用周波数帯域に合うように調整せざるをえない。このようにすると、共振器型SAWフィルタの挿入損失特性や反射損失特性が劣化し、フィルタの低損失化が妨げられる。

【0011】一方、実際に使用されている共振器型SAWフィルタの段数は、一般に3段以上であるが、フィルタの構成の基本は上述したような一段の場合と変わらない。又、フィルタを構成するSAW共振子の梯子型回路20A, 20Bの段数は、通過帯域幅BWに多少の影響を及ぼすが、決定的な要因ではない。しかし、説明の簡単化を図るために、便宜上、多段梯子型回路で構成した共振器型SAWフィルタの構成を説明する。共振器型SAWフィルタを構成する梯子型回路20A, 20Bの段数が増加すると、共振子10P, 10Sの数も段数に比例して増加する。

【0012】図7は、図5の梯子型回路20A, 20Bを用いて構成された従来の4段共振器型SAWフィルタを示す構成図である。この共振器型SAWフィルタでは、図5(a)、(b)の1段梯子型回路20A, 20Bを用い、段間のインピーダンスが整合されるようにインピーダンスの等しい端子同士が接続され、合計8個の共振子からなるフィルタが構成されている。即ち、1段目の梯子型回路20-1の並列アーム共振子10P-1、2段目の梯子型回路20-2の並列アーム共振子10P-2、3段目の梯子型回路20-3の並列アーム共振子10P-3及び4段目の梯子型回路20-4の並列アーム共振子10P-4によって並列アームが構成され、直列アームには、梯子型回路20-1の直列アーム共振

子10S-1、梯子型回路20-2の直列アーム共振子10S-2、梯子型回路20-3の直列アーム共振子10S-3及び梯子型回路20-4の直列アーム共振子10S-4が組込まれている。

【0013】直列に接続された2個の共振子又は並列に接続された2個の共振子は、1個の共振子に合成することができる。この合成共振子は、各2個の共振子系とはほぼ同等のインピーダンス特性を持つことが特徴である。例えば、梯子型回路20-2の直列アーム共振子10S-2と梯子型回路20-3の直列アーム共振子10S-3とを合成し、梯子型回路20-1の並列アーム共振子10P-1と梯子型回路20-2の並列アーム共振子10P-2とを合成し、更に、梯子型回路20-3の並列アーム共振子10P-3と梯子型回路20-4の並列アーム共振子10P-4とを合成することにより、図7の4段共振器型SAWフィルタは、図8(a)、(b)のようになる。図8(a)、(b)は、図7の合成後の4段共振器型SAWフィルタを示す構成図であり、同図(a)は等化回路図、及び同図(b)は平面図である。

【0014】図8(a)の等化回路において、並列アーム共振子10P-1及び10P-2の共振子合成により、新たな並列アーム共振子10P-12が構成され、直列アーム共振子10S-2及び10S-3の共振子合成により、新たな直列アーム共振子10S-23が構成され、並列アーム共振子10P-3及び10P-4の共振子合成により、新たな並列アーム共振子10P-34が構成される。よって、図7では8個の共振子10P-1、10P-2、10P-3、10P-4、10S-1、10S-2、10S-3、10S-4が必要であったのに対し、図8では5個の共振子10P-12、10P-34、10S-1、10S-23、10S-4で図7と同じ伝送特性及びインピーダンス特性を持つ共振器型SAWフィルタが構成される。

【0015】図8(b)の平面図において、この共振器型SAWフィルタは、圧電基板11上に形成された入力端子21-0及び出力端子21-4と、共振子10S-1、10S-23、10S-4、10P-12、10P-34と、該各直列アーム共振子10S-1、10S-23、10S-4、並列アーム共振子10P-12、10P-34間を接続する伝送路パターン23と、並列アーム共振子10P-12、10P-34のアースパターン24とで、構成されている。共振器型SAWフィルタは一般に帯域フィルタなので、通過帯域の挿入損失及び帯域外減衰量と同様に、通過帯域幅BWも特性の重要な要素のひとつである。しかし、通過帯域幅BWは基本的にフィルタの構成に用いられる圧電基板11の電気機械結合係数 k^2 で決まり、しかも圧電基板11の材質も数種類しかないので、通過帯域幅BWを所望の値にすることは困難である。ここで、電気機械結合係数 k^2 とは、圧電材料及び磁歪材料について電気系と機械系との結合の程度を表す定数であり、外から試料に与えた電氣的エネルギー E_i のうち機械的エネルギーとして貯えられるものを E_m としたとき、

$$k^2 = E_m / E_i$$

で与えられる。

【0016】例えば、 LiTaO_3 の圧電基板11を用い

て図8のような共振器型SAWフィルタを作製した場合、十分な帯域外減衰量を得るためには、梯子型回路20A、20Bの段数が4段以上も必要なので、並列アーム共振子10Pの反共振周波数 F_{ap} と直列アーム共振子10Sの共振周波数 F_{rs} を図6のように一致させると、フィルタの通過帯域幅BWが約20MHzになる。しかし、通過帯域幅BWの仕様は25MHzなので、この条件を満たすためにフィルタを構成する並列アーム共振子10Pの反共振周波数 F_{ap} を低域に2.5MHz以上、直列アーム共振子10Sの共振周波数 F_{rs} を高域に2.5MHzずらさなければならない。この結果、通過帯域の挿入損失は約1.0dB劣化してしまう。

【0017】又、電気機械結合係数 k^2 が LiTaO_3 (k^2 は、例えば0.66%)よりも約9倍の LiNbO_3 (k^2 は、例えば5.5%)の圧電基板を用いて図8のような共振器型SAWフィルタを作製した場合、逆に通過帯域幅BWが仕様よりも広すぎ、該フィルタの梯子型回路20A、20Bを構成する並列アーム共振子10Pの反共振周波数 F_{ap} を高域に10.0MHz以上、及び直列アーム共振子10Sの共振周波数 F_{rs} を低域に10.0MHzずらさなければならない。この結果、並列アーム共振子10Pと直列アーム共振子10Sとの間に相当なインピーダンス不整合が生じ、通過帯域の挿入損失は数デシベル劣化してしまう。このように、従来の共振器型SAWフィルタでは、使用条件によって必要不可欠な特性を優先的に実現される代わりに、別の特性を犠牲にしている。

【0018】

【発明が解決しようとする課題】従来の図8のようなSAWフィルタの高性能化にはいろいろな課題があるが、主に低損失化(即ち、通過帯域挿入損失の低減)、通過帯域外の高減衰量化、高耐電力化等が重要視されている。しかし、近年、移動体通信技術の発展によって各種の移動体通信機器が増加し、既に不足しがちの周波数帯域の管理も厳しくなっているので、各種の移動体通信機器の中に使用されているフィルタが低損失、高帯域外減衰量、及び高耐電力であるという性能の他に、厳しく決められた周波数帯域内にこれらの性能を維持しなければならないという要求も追加される。この点において、SAWフィルタは他のフィルタよりも不利な立場に立たされてしまう。

【0019】即ち、SAWフィルタの通過帯域幅BWは該フィルタの圧電基板11の電気機械結合係数 k^2 にほぼ比例するので、設計の自由度が制限されるわけである。前述のように、SAWフィルタの基板として利用できる圧電基板11の材質は数種類しかなく、例えば LiTaO_3 、 LiNbO_3 、 SiO_2 、ニオブ酸カリウム(KNbO_3)、ランガサイト($\text{La}_3\text{Ga}_5\text{SiO}_{14}$)等であるが、それぞれの電気機械結合係数 k^2 も決まっているので、これらを用いて図8のようなSAWフィルタを作製すると、その通過帯域幅BWはほぼ決まってしまう。この場合、基板加工の過程で圧電基板11を切断する

ときに切断面と結晶軸の角度を調整すると、わずかながら電気機械結合係数 k^2 を変えることができるので、SAWフィルタの通過帯域幅BWもこれで微調整が可能である。ところが、切断面と結晶軸の角度はSAWフィルタの挿入損失に支配的な役割をもっているため、簡単に変えることはできず、通過帯域幅BWを変えるために切断面と結晶軸の角度を調整すると、フィルタ通過帯域挿入損失の劣化を招くという課題があった。

【0020】本発明は、このような矛盾を除去し、LiNbO₃等のような電気機械結合係数 k^2 の大きい圧電基板を用いて共振器型SAWフィルタを作製する場合において、フィルタ通過帯域挿入損失の劣化を招くような圧電基板の切断面と結晶軸の角度を変えることなく、フィルタの通過帯域幅BWを所望の値に縮小できる構成の共振器型SAWフィルタを提供することを目的とする。

【0021】

【課題を解決するための手段】SAW共振子の通過帯域幅BWは、該SAW共振子の圧電基板の電気機械結合係数 k^2 でほぼ決まるので、簡単にSAW共振子の構造だけで変えることはできない。SAW共振子の圧電基板として、安価で温度特性の良好なLiTaO₃やSiO₂が従来から使われているが、これらは電気機械結合係数 k^2 が小さいので、通過帯域幅BWの広いSAW共振子やSAWフィルタには適切ではない。特に、SAW共振子を用いて共振器型SAWフィルタを構成する場合、梯子型回路の段間の整合状態を最良の状態にすると、該フィルタの通過帯域幅BWは仕様の幅よりかなり狭くなってしまふ。一方、電気機械結合係数 k^2 がLiTaO₃やSiO₂よりも大きい材質（例えば、LiNbO₃）を圧電基板として使うと、SAW共振子の通過帯域幅BWが広くなりすぎるので、帯域フィルタには適切ではない。そこで、本発明のうちの請求項1に係る発明では、共振器型SAWフィルタにおいて、所定の電気機械結合係数 k^2 を有する圧電基板と、前記圧電基板上に形成され、入力信号を入力する入力端子と、前記圧電基板上に形成され、出力信号を出力する出力端子と、前記圧電基板上に形成され且つ前記入力端子と出力端子との間に直列接続され、所定のインピーダンス特性を有するSAW共振子で構成された1つ又は複数の直列アーム共振子と、前記1つ又は複数の直列アーム共振子にそれぞれ1つずつ直列接続された1つ又は複数の第1のキャパシタと、前記圧電基板上に形成され且つ前記各直列アーム共振子に対して梯子型に接続され、所定のインピーダンス特性を有するSAW共振子で構成された1つ又は複数の並列アーム共振子と、前記1つ又は複数の並列アーム共振子にそれぞれ1つずつ直列接続された1つ又は複数の第2のキャパシタとを、備えている。

【0022】このような構成を採用したことにより、入力信号が入力端子から入力されると、各直列アーム共振子は、それぞれの反共振周波数以下の周波数を信号を通

過させ、反共振周波数以上の周波数を反射する。又、各並列アーム共振子は、それぞれの共振周波数以上の周波数の信号を通過させ、共振周波数以下の周波数を反射する。そのため、共振器型SAWフィルタは、並列アーム共振子の共振周波数から直列アーム共振子の反共振周波数までの周波数の信号を通過させ、帯域フィルタの働きをする。例えば、圧電基板として電気機械結合係数 k^2 の大きいLiNbO₃を用いた場合、各SAW共振子の帯域幅が必要以上に広がっているため、各直列アーム共振子及び並列アーム共振子に各第1及び第2のキャパシタをそれぞれ直列接続することにより、共振周波数を高くし且つ反共振周波数を低くしている。そのため、信号通過周波数帯域幅が縮小され、所望の値に調整される。請求項2に係る発明では、請求項1の第1及び第2のキャパシタを、圧電基板の外部に接続される容量素子、該圧電基板上に形成したすだれ状電極型の容量素子、又は該圧電基板上に形成した多層電極型の容量素子で構成している。これにより、フィルタを構成する各SAW共振子にキャパシタが直列接続され、得られた新しいSAW共振子の共振周波数と反共振周波数の周波数間隔又は帯域幅を狭くすることにより、これらのキャパシタの容量の値でフィルタの通過帯域幅BWが所望の帯域幅に調整される。

【0023】

【発明の実施の形態】第1の実施形態

図9(a)、(b)は、本発明の第1の実施形態を示すSAW共振子の構成図であり、同図(a)は平面図、及び同図(b)は等価回路である。図9(a)の平面図において、このSAW共振子30は、例えば、LiNbO₃の圧電基板31を有し、この圧電基板31上に入力端子32、出力端子33、SAW共振子40及びすだれ状電極型のキャパシタ50が形成されている。SAW共振子40及びすだれ状電極型のキャパシタ50は、入力端子32と出力端子33との間に直列接続されている。SAW共振子40は、複数の電極指41aを有するIDT41と、IDT41の両側に形成された反射器42L、42Rを有している。キャパシタ50は、すだれ状電極50aを有している。このキャパシタ50は、構造的には反射器を備えていないSAW共振子と同一であるが、SAW励振を行うのではなく、静電容量を得ることが目的なので、SAW共振子40より電極指間が数十倍も広く、電極対数と交差長は、必要とする静電容量の値に基づいて設定されている。

【0024】図9(b)の等価回路において、入力端子32と出力端子33との間に、SAW共振子40及びキャパシタ50が直列接続されている。SAW共振子40では、キャパシタ50と出力端子33との間にインダクタンスLのインダクタ40a、静電容量 c_1 のキャパシタ40b及び抵抗値rの抵抗40cが直列接続され、これらと並列に静電容量 c_0 のキャパシタ40dが接続されている。

【0025】次に、図9(a)の動作を説明する。入力

端子32から高周波の入力信号が入力されると、該入力信号がキャパシタ50を通過してSAW共振子40に到達するが、キャパシタ50の容量を C_{50} 、及び入力信号の角周波数を ω とすると、キャパシタ50のインピーダンスは $(-1/C_{50}\omega)$ になるので、SAW共振子40のインピーダンスからインピーダンス $1/C_{50}\omega$ が引かれる。一方、SAW共振子40を構成するすべてのIDTの電極指間に電圧差が生じてSAWが励振され、該SAW共振子40が水晶共振子又は従来のLC共振子のようなインピーダンス特性を示す。

【0026】図10は、図9のSAW共振子30のリアクタンスの特性図である。但し、この図10では、比較のため、図4(b)中の特性曲線X0も表示されている。この図10において、特性曲線Xvは、図9のSAW共振子30のリアクタンス特性を示している。共振周波数 F_{r1} 及び反共振周波数 F_{a1} は従来の図2のSAW共振子10の値であり、共振周波数 F_{r2} 及び反共振周波数 F_{a2} は図9のSAW共振子30の値である。キャパシタ50のインピーダンスは負であるので、これをSAW共振子40に直列に接続すると、系(即ち、SAW共振子30)全体のリアクタンスは負の方向に下がることになる。その結果、図10に示すように、 $(F_{r2}-F_{a2})$ は $(F_{r1}-F_{a1})$ よりも小さくなっている。即ち、SAW共振子40にキャパシタ50を直列接続することにより、このSAW共振子40の帯域幅が従来の図2のSAW共振子30よりも縮小されている。つまり、圧電基板31の電気機械結合係数 k^2 で決まるSAW共振子40の帯域幅 $(F_{r1}-F_{a1})$ が、キャパシタ50を直列接続することによって帯域幅 $(F_{r2}-F_{a2})$ に縮小されている。

【0027】図1(a)、(b)は、図9のSAW共振子を用いた本実施形態の4段共振器型SAWフィルタの構成図であり、同図(a)は平面図、及び同図(b)は等価回路図である。図1(a)の平面図において、この共振器型SAWフィルタは圧電基板31を有し、この圧電基板31上に入力端子41-0、出力端子41-4、直列アーム共振子40S-1、40S-23、40S-4、並列アーム共振子40P-12、40P-34、及びすだれ状電極型のキャパシタ50S-1、50S-23、50S-4、50P-12、50P-34が形成されている。更に、圧電基板31上には、直列アーム共振子40S-1とキャパシタ50S-23、50P-12との間を接続する伝送路パターン61、直列アーム共振子40S-23とキャパシタ50S-4、50P-34との間を接続する伝送路パターン62、並列アーム共振子40P-12とキャパシタ50P-12との間を接続する伝送路パターン63、並列アーム共振子40P-34とキャパシタ50P-34との間を接続する伝送路パターン64、及び並列アーム共振子40P-12、40P-34のアースパターン65が形成されている。

【0028】図1(b)の等価回路において、直列アーム共振子40S-1、40S-23、40S-4、並列アーム共振子40P-12、40P-34にキャパシタ50S-1、50S-23、50S-4、50P-12、50P-34が直列にそれぞれ接続され、直列アーム素子30S-

1、30S-23、30S-4及び並列アーム素子30P-12、30P-34が構成されている。入力端子41-0とノードN1との間に直列アーム素子30S-1が接続され、該ノードN1とアースパターン65との間に並列アーム素子30P-12が接続されている。ノードN1とノードN2との間に直列アーム素子30S-23が接続され、該ノードN2とアースパターン65との間に並列アーム素子30P-34が接続されている。ノードN2と出力端子41-4との間に直列アーム素子30S-4が接続されている。

10 【0029】次に、図1の動作を説明する。各直列アーム素子30S-1、30S-23、30S-4は、それぞれの共振周波数以上と反共振周波数以下の周波数を信号をよく通し、該反共振周波数以上の周波数をあまり通さない。又、並列アーム素子30P-12、30P-34は、それぞれの共振周波数以上と反共振周波数以下の周波数をよく通し、該共振周波数以下の周波数をあまり通さない。その結果、この共振器型SAWフィルタは、並列アーム素子30P-12、30P-34の共振周波数から直列アーム素子30S-1、30S-23、30S-4の反共振周波数までの周波数の信号を通過させ、帯域フィルタとして働く。但し、本実施形態では、圧電基板31として電気機械結合係数 k^2 の大きいLiNbO₃を用いたので、直列アーム共振子40S-1、40S-23、40S-4及び並列アーム共振子40P-12、40P-34の帯域幅が必要以上に広がっている。そのため、これらの各共振子にキャパシタ50S-1、50S-23、50S-4、50P-12、50P-34をそれぞれ直列接続し、帯域幅を縮小することによって所望の値に調整する。

30 【0030】図11は、図1の共振器型SAWフィルタの挿入損失特性を示す特性図である。但し、この図11では、比較のため、図1中の各共振子にキャパシタ50S-1、50S-23、50S-4、50P-12、50P-34を接続しない場合の特性曲線I1も表示されている。この図11において、特性曲線Ivは、図1の共振器型SAWフィルタの挿入損失特性を示し、このフィルタを構成する直列アーム共振子40S-1、40S-23、40S-4及び並列アーム共振子40P-12、40P-34にキャパシタ50S-1、50S-23、50S-4、50P-12、50P-34をそれぞれ直列接続することにより、通過帯域幅BWが縮小されていることが示されている。図9のSAW共振子30を用いて構成した図1の共振器型SAWフィルタの通過帯域幅BWは、このSAW共振子30の帯域幅の約1/2になる。このように、例えばLiNbO₃のような電気機械結合係数 k^2 の大きい圧電基板31を用いて共振器型SAWフィルタを構成しても、直列アーム共振子40S-1、40S-23、40S-4及び並列アーム共振子40P-12、40P-34にキャパシタ50S-1、50S-23、50S-4、50P-12、50P-34をそれぞれ直列接続することにより、広すぎる通過帯域幅BWが所望の値に調整される。

50 【0031】以上のように、この第1の実施形態では、例えば、LiNbO₃のような電気機械結合係数 k^2 の大きい圧電基板31を用いて共振器型SAWフィルタを構

成した場合、直列アーム共振子40S-1,40S-23,40S-4及び並列アーム共振子40P-12,40P-34にキャパシタ50S-1,50S-23,50S-4,50P-12,50P-34をそれぞれ直列接続することにより、広すぎる通過帯域幅BWを所望の値に調整できる。

【0032】第2の実施形態

図12は、本発明の第2の実施形態を示すSAW共振子の断面図であり、第1の実施形態を示す図9(a)中の要素と共通の要素には共通の符号が付されている。このSAW共振子では、図9(a)中のキャパシタ50に代えて、異なる構成のキャパシタ60が設けられている。このキャパシタ60は、多層電極型キャパシタの構造を有し、圧電基板31上に、導体薄膜61、誘電体薄膜(例えば、SiO₂)62、導体薄膜63、誘電体薄膜64及び導体薄膜65が順に積層されて構成されている。導体薄膜65は、入力端子32に接続されている。キャパシタ60の静電容量は、導体薄膜61,63,65の交差面積、及び誘電体薄膜62,64の膜厚と誘電率によって決定される。このSAW共振子を用いて図1と同様の共振器型SAWフィルタ0構成した場合には、第1の実施形態とほぼ同様の動作が行われ、多層電極型のキャパシタ60は、第1の実施形態のすだれ状電極型のキャパシタ50と比べて製造プロセスに手間がかかるが、静電容量の設定の自由度が大きいので、設計の都合によって採用されることがある。以上のように、この第2の実施形態では、直列アーム共振子40S-1,40S-23,40S-4及び並列アーム共振子40P-12,40P-34に直列接続するキャパシタとして多層電極型のキャパシタ60を採用したので、第1の実施形態にの利点に加え、静電容量の設定の自由度を大きくできる。

【0033】尚、本発明は上記実施形態に限定されず、種々の変形が可能である。その変形例としては、例えば次のようなものがある。

(a) 実施形態では、4段の共振器型SAWフィルタについて説明したが、この段数は必要な減衰量の仕様に応じて増減してもよい。

(b) 共振器型SAWフィルタの構成は、図7に示す回路構成にすると部品点数が多くなるが、図1と同様の作用、効果が得られる。

(c) 図9中の反射器42L,42Rは、損失が多くてもよい場合には削除してもよい。

(d) 図9中のキャパシタ50は、出力端子33とSAW共振子40との間に形成してもよい。

(e) 図9中のキャパシタ50及び図1中のキャパシタ50S-1,50S-23,50S-4,50P-12,50P-34は全てすだれ状電極型になっているが、圧電基板31の寸法、SAW共振子40の位置、寸法等により、多層電極型、又はすだれ状電極型と多層電極型との混合にしてもよく、又、圧電基板31の外部に接続してもよい。これにより、共振器型SAWフィルタの設計の自由度を大きくできる。

【0034】

【発明の効果】以上詳細に説明したように、請求項1に係る発明によれば、共振器型SAWフィルタを構成する各直列アーム共振子及び各並列アーム共振子に各キャパシタをそれぞれ直列接続することにより、広すぎる通過帯域幅BWを所望の値に調整できる。請求項2に係る発明によれば、各直列アーム共振子及び並列アーム共振子に直列接続するキャパシタとして圧電基板の外部に接続される容量素子、該圧電基板上に形成したすだれ状電極型の容量素子、又は多層電極型の容量素子を採用したので、請求項1に係る発明の効果に加え、静電容量の設定の自由度を大きくできる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施形態の4段共振器型SAWフィルタの構成図である。

【図2】従来のSAW共振子の平面図である。

【図3】図2中の反射器15L,15Rの平面図である。

【図4】図2のSAW共振子10の等価回路とリアクタンス特性を示す図である。

【図5】従来の1段梯子型回路の構成図である。

【図6】図5の伝送特性図である。

【図7】図5の梯子型回路を用いて構成された従来の4段共振器型SAWフィルタの構成図である。

【図8】合成後の共振器型SAWフィルタの構成図である。

【図9】本発明の第1の実施形態のSAW共振子の構成図である。

【図10】図9のリアクタンスの特性図である。

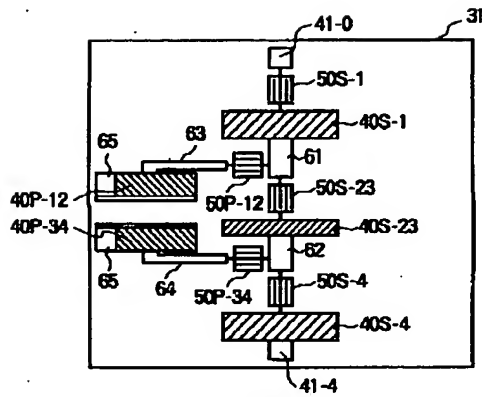
【図11】図1の挿入損失特性の特性図である。

【図12】本発明の第2の実施形態のSAW共振子の断面図である。

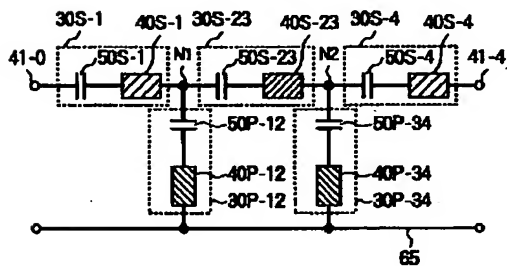
【符号の説明】

30,40	SAW共振子
30S-1,30S-23,30S-4	直列アーム素子
30P-12,30P-34	並列アーム素子
40S-1,40S-23,40S-4	直列アーム共振子
40P-12,40P-34	並列アーム共振子
31	圧電基板
32,41-0	入力端子
33,41-4	出力端子
41	IDT
42L,42R	反射器
50,50S-1,50S-23,50S-4,50P-12,50P-34,60	キャパシタ

【図1】



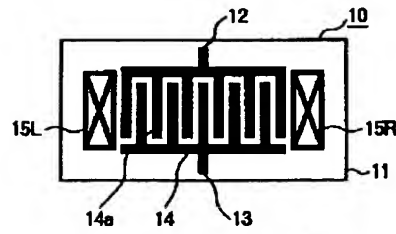
(a)平面図



(b)等価回路

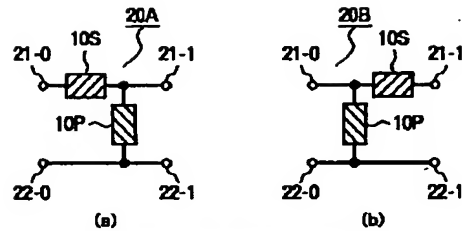
本発明の第1の実施形態の4段共振器型SAWフィルタ

【図2】



従来のSAW共振子の平面図

【図5】



従来の1段共振器型回路の構成

【図3】

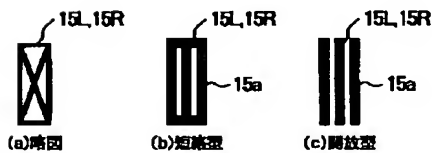
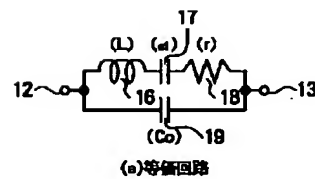


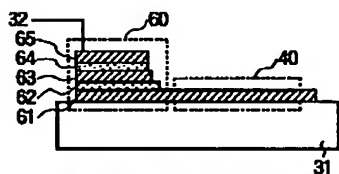
図2中の反射器15L, 15R

【図4】

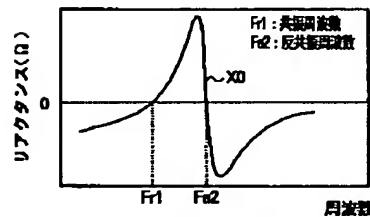


(a)等価回路

【図12】



本発明の第2の実施形態のSAW共振子



(b)リアクタンス特性

図2の等価回路とリアクタンス特性

【図6】

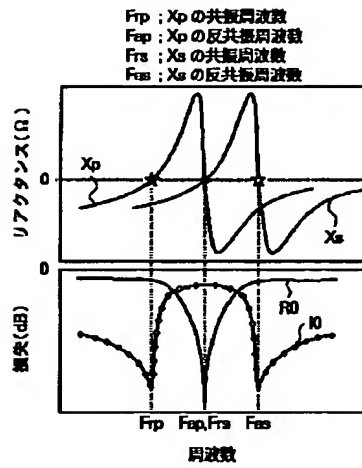


図5の伝送特性

【図8】

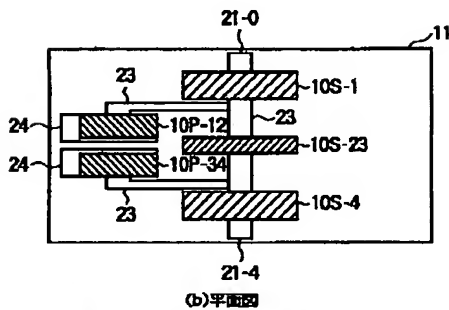
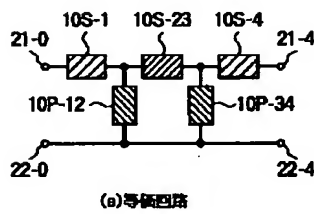


図7の合成後の4段共振型 SAW フィルタ

【図7】

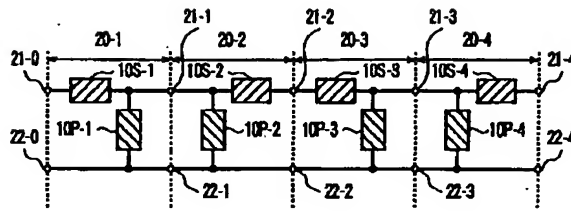
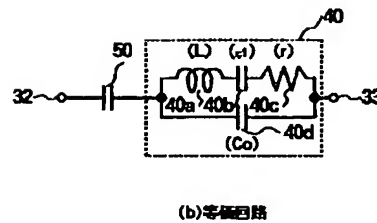
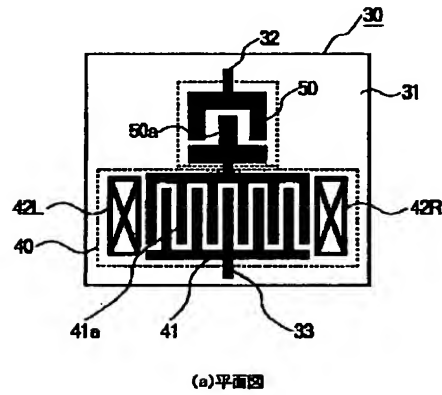


図5を用いた従来の4段共振型 SAW フィルタ

【図9】



本発明の第1の実施形態の SAW 共振子

【図10】

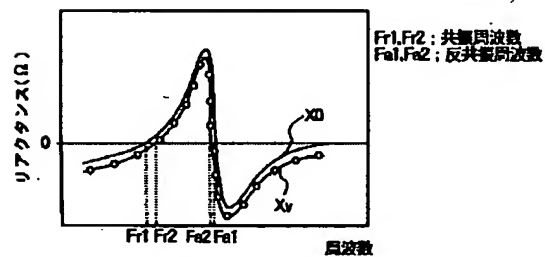


図9のリアクタンス特性

【図11】

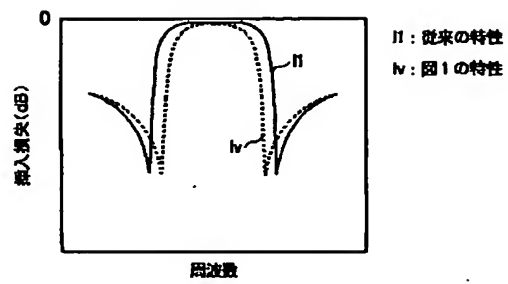


図1の挿入損失特性

* NOTICES *

JPO and NCIPi are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

DETAILED DESCRIPTION

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Field of the Invention] This invention is used for various circuits, such as for example, a land mobile radiotelephone machine, a portable telephone, and communication equipment, and relates to the resonator mold surface acoustic wave (it is called "SAW" Surface Acoustic Wave and the following) filter made the configuration which can adjust especially signal pass band width.

[0002]

[Description of the Prior Art] Generally, SAW equipment has a blind-like transducer (it is called "IDT" Interdigital Transducer and the following) for exciting SAW, and can give various properties and functions to this SAW equipment by processing this IDT. When calling it SAW equipment conventionally, the SAW filter was mainly pointed out in many cases, and in the SAW filter, the multi-electrode mold SAW filter was the leading role. However, speaking of [in recent years / researches and developments of a resonator mold SAW filter also prosper besides a multi-electrode mold SAW filter, and] an SAW filter, a multi-electrode mold SAW filter will not necessarily be meant.

[0003] A resonator mold SAW filter is a filter using the SAW resonator constituted based on the design approach of a classic electrical filter. The body of a SAW resonator is IDT which the blind-like electrode finger countered, and a reflector may be prepared in these right and left of IDT by the case. If a reflector as well as IDT consists of blind-like electrode fingers and all these electrode fingers may short-circuit it electrically, it may be opened wide. Whether a reflector reflects acoustically SAW mainly revealed to right and left of IDT, and it short-circuits all the electrode fingers electrically or it opens, most effects to the property of a SAW resonator cannot be found. Since the impedance characteristic of a SAW resonator is extremely similar to the impedance characteristic of LC resonator, it can apply the design approach of an electrical filter.

[0004] Drawing 2 is the top view showing the conventional SAW resonator. This SAW resonator 10 has the piezo-electric substrates 11, such as lithium tantalate (LiTaO₃), lithium niobate (LiNbO₃), or Xtal (SiO₂), and is an input terminal 12, an output terminal 13, and two or more electrode fingers 14a on this piezo-electric substrate 11. IDT14 which it has is formed. In the both sides of IDT14, they are Reflectors 15L and 15R. It is formed. In addition, reflectors 15L and 15R It is not formed when unnecessary.

[0005] Drawing 3 (a) - (c) is the reflectors 15L and 15R in drawing 2. It is the shown top view and, as for this drawing (a), a short circuit mold and this drawing (c) show the open sand mold, respectively, as for schematic drawing and this drawing (b). Each reflectors 15L and 15R Electrode finger 15a About 50-100 are suitable for a number. Generally, they are each reflectors 15L and 15R. Electrode finger 15a It is the configuration which connected too hastily electrically like drawing 3 (b), or was wide opened like drawing 3 (c). Reflectors 15L and 15R For the location to arrange, although various locations are set up in order to obtain a desired impedance, IDT14 is outside electrode finger 14a most. A core and reflectors 15L and 15R Electrode finger 15a by the side of this IDT14 It is set up in many cases so that distance with a core may turn into distance before and behind the quarter-wave length of SAW to excite. It sets in the manufacture process of this SAW resonator 10, and they are IDT14 and Reflectors 15L and 15R. Since it is formed in coincidence, that quality of the material and thickness are the same. Although the quality of the material of IDT14 has the common alloy which used pure aluminum or this pure aluminum as the principal component, the alloy which makes pure Au, unalloyed ti, or these metals the charge of a principal member depending on the case may be used. The thickness of IDT14 is set as thousands A from several 100A. Thus, since the constituted SAW resonator 10 shows LC resonator and a similar reactive characteristic, the equal circuit is expressed with LC resonator in approximation in many cases.

[0006] Drawing 4 (a) and (b) are drawings showing the equal circuit and reactive characteristic of the SAW resonator 10 of drawing 2. In the equal circuit of drawing 4 (a), they are the inductor 16 of an inductance L, and electrostatic capacity c1 between an input terminal 12 and an output terminal 13. Series connection of the resistance 18 of a capacitor 17 and resistance r is carried out, and it is electrostatic capacity C0 to these and juxtaposition. The capacitor 19 is connected. It sets to the reactive characteristic of drawing 4 (b), and is a reactive characteristic X0. The frequencies set to 0 ohm are resonance frequency Fr1 and antiresonant frequency Fa1, and it is expressed with a degree type (1) and (2) in approximation, respectively.

$Fr1 = 1/2\pi \sqrt{Lc1}$... (1) $Fa1 = (1/2\pi) \sqrt{(c1+C0)/(c1 C0 L)}$... (2) The method of designing an electrical filter using the component which has such a reactive characteristic is learned for many years.

[0007] When it constitutes a filter using the SAW resonator 10 of drawing 2, an one-step ladder mold circuit turns into a basic circuit. Drawing 5 (a) and (b) are the block diagrams showing two kinds of examples of the conventional one-step ladder mold circuit. One-step ladder mold circuit 20A of drawing 5 (a) One-step ladder mold circuit 20B of drawing 5 (b) It is both juxtaposition arm (arm) resonator 10P. Serial arm resonator 10S It has and is symmetrical. namely, ladder mold circuit 20A The left-hand side terminal 21-0 and 22-0 from -- this ladder mold circuit 20A The seen impedance ladder mold circuit 20B The right-hand side terminal 21-1 and 22-1 from -- this ladder mold circuit 20B Equal to the seen impedance ladder mold circuit 20A The right-hand side terminal 21-1 and this ladder mold circuit 20 from 22-1 A the seen impedance -- ladder mold circuit 20B The left-hand side terminal 21-0 and 22-0 from -- this ladder mold circuit 20B It is equal to the seen impedance. Ladder mold circuits 20A and 20B When it uses and constitutes a filter, they are the ladder mold circuits 20A and 20B. It is ladder mold circuit 20A, taking the impedance of a between into consideration. Or 20B It chooses. ladder mold circuits 20A and 20B setting -- juxtaposition arm resonator 10P Antiresonant frequency and serial arm resonator 10S or [that resonance frequency approaches very much] -- or if in agreement, the property of a band-pass filter with the very good adjustment condition in the input terminal and output terminal of the whole system will be acquired.

[0008] Drawing 6 is the one-step ladder mold circuits 20A and 20B of drawing 5. It is drawing showing a reactive characteristic and a transmission characteristic. It sets to drawing 6 and is juxtaposition arm resonator 10P. A reactive characteristic and serial arm resonator 10S A reactive characteristic is shown by characteristic curves X_p and X_s , and has resonance frequency F_{rp} and F_{rs} and antiresonant frequency F_{ap} and F_{as} , respectively. Consequently, one-step ladder mold circuit 20A Or 20B An insertion-loss property comes to show a characteristic curve I_0 and a reflection loss property to a characteristic curve R_0 .

[0009] This insertion-loss property I_0 It is the insertion-loss property of a band-pass filter, and they are ladder mold circuit 20A and 20B. Although the magnitude of attenuation other than a passband increases remarkably by increasing a number of stages, a passband insertion loss also increases. Therefore, a number of stages required for the configuration of a filter is set up according to the conditions of the property of this filter, for example, a passband insertion loss, the level of the magnitude of attenuation out of band, etc. Moreover, it is not a decisive factor although this number of stages contributes to the pass band width BW of a certain extent filter. Deciding pass band width BW is serial arm resonator 10S which constitute this filter. And juxtaposition arm resonator 10P Bandwidth, i.e., frequency spacing of the resonance frequency F_{rp} and F_{rs} and antiresonant frequency F_{ap} and F_{as} of each SAW resonator, and serial arm resonator 10S Resonance frequency F_{rs} and juxtaposition arm resonator 10P It is frequency spacing of antiresonant frequency F_{ap} . Although the reactive characteristic of each SAW resonator which constitutes a resonator mold SAW filter is shown by drawing 6, the pass band width BW of a filter is juxtaposition arm resonator 10P. Resonance frequency F_{rp} and serial arm resonator 10S It is settled between antiresonant frequency F_{as} . That is, the pass band width BW of a filter is juxtaposition arm resonator 10P. Resonance frequency F_{rp} and serial arm resonator 10S It cannot become larger than frequency spacing of antiresonant frequency F_{as} . Moreover, although it is shown by drawing 6 that antiresonant frequency F_{ap} and resonance frequency F_{rs} are in agreement, without these frequencies F_{ap} and F_{rs} being in agreement, if antiresonant frequency F_{ap} is lower than resonance frequency F_{rs} , pass band width BW will become large, and if antiresonant frequency F_{ap} is higher than resonance frequency F_{rs} , pass band width BW will become narrow. If these two frequencies are not in agreement in the case of which, the more that discrepancy is large, the more they are the ladder mold circuits 20A and 20B. An inner adjustment condition will get worse and a filter shape will deteriorate as a result.

[0010] However, the use frequency bands assigned by law to various kinds of communication equipment are not necessarily the ladder mold circuits 20A and 20B conventionally. It is not in agreement with the pass band width BW when an inner adjustment condition is good. Therefore, pass band width BW must be adjusted so that the usable frequency band decided by law may be suited. Therefore, at a resonator mold SAW filter, they are the ladder mold circuits 20A and 20B. At the sacrifice of an inner adjustment condition, even if, it is the antiresonant frequency F_{ap} of juxtaposition arm resonator 10P, and serial arm resonator 10S. Resonance frequency F_{rs} must be shifted mutually, and it cannot but adjust so that the use frequency band where pass band width BW was assigned may be suited. If it does in this way, the insertion-loss property and reflection loss property of a resonator mold SAW filter will deteriorate, and low loss-ization of a filter will be barred.

[0011] On the other hand, although the number of stages of the resonator mold SAW filter actually used is generally three or more steps, the base of the configuration of a filter is not different from one step which was mentioned above of case. Moreover, ladder mold circuits 20A and 20B of the SAW resonator which constitutes a filter Although a number of stages has effects of some on pass band width BW, it is not a decisive factor. However, in order to attain simplification of explanation, the configuration of the resonator mold SAW filter constituted from a multistage ladder mold circuit is explained for convenience. Ladder mold circuits 20A and 20B which constitute a resonator mold SAW filter If a number of stages increases, they are Resonators 10P and 10S. A number also increases in proportion to a number of stages.

[0012] Drawing 7 is the ladder mold circuits 20A and 20B of drawing 5. It is the block diagram showing the conventional four-step resonator mold SAW filter constituted by using. this resonator mold SAW filter -- one-step ladder mold circuits 20A and 20B of drawing 5 (a) and (b) It uses, terminals with an equal impedance are connected so that the impedance of interstage may be adjusted, and the filter which consists of a total of eight resonators is constituted. Namely, juxtaposition arm resonator 10P-1 of the 1st step of ladder mold circuit 20-1, Juxtaposition arm resonator 10P-2 of the 2nd step of ladder mold circuit 20-2, and juxtaposition arm resonator 10P-3 of the 3rd step of ladder mold circuit 20-3 And juxtaposition arm resonator 10P-4 of the 4th step of ladder mold circuit 20-4 A juxtaposition arm is constituted. On a serial arm Serial arm resonator 10S-1 of the ladder mold circuit 20-1, serial arm resonator 10S-2 of the ladder mold circuit 20-2, serial arm

resonator 10S-3 of the ladder mold circuit 20-3, and serial arm resonator 10S-4 of the ladder mold circuit 20-4 It is incorporated.

[0013] Two resonators connected to two resonators or juxtaposition connected to the serial are compoundable to one resonator. It is the description that this synthetic resonator has an impedance characteristic almost equivalent to two resonator systems each. For example, serial arm resonator 10S-2 of the ladder mold circuit 20-2 Serial arm resonator 10S-3 of the ladder mold circuit 20-3 It compounds. Juxtaposition arm resonator 10P-1 of the ladder mold circuit 20-1 Juxtaposition arm resonator 10P-2 of the ladder mold circuit 20-2 It compounds. Furthermore, juxtaposition arm resonator 10P-3 of the ladder mold circuit 20-3 Juxtaposition arm resonator 10P-4 of the ladder mold circuit 20-4 By compounding, the four-step resonator mold SAW filter of drawing 7 becomes as shown in drawing 8 (a) and (b). Drawing 8 (a) and (b) are the block diagrams showing the four-step resonator mold SAW filter after composition of drawing 7, this drawing (a) is an identification circuit diagram, and this drawing (b) is a top view.

[0014] It sets to the equalizing circuit of drawing 8 (a), and is juxtaposition arm resonator 10P-1. And 10P-2 By resonator composition New juxtaposition arm resonator 10P-12 are constituted, and it is serial arm resonator 10S-2. And 10S-3 By resonator composition New serial arm resonator 10S-23 are constituted, and it is juxtaposition arm resonator 10P-3. And 10P-4 New juxtaposition arm resonator 10P-34 are constituted by resonator composition. Therefore, at drawing 7, it is eight resonator 10P-1, 10P-2, 10P-3, 10P-4, 10S-1, 10S-2, 10S-3, and 10S-4. As opposed to having been required At drawing 8, a resonator mold SAW filter with the same transmission characteristic and same impedance characteristic as drawing 7 consists of five resonator 10P-12, 10P-34, 10S-1, 10S-23, and 10S-4.

[0015] In the top view of drawing 8 (b) this resonator mold SAW filter The input terminal 21-0 and output terminal 21-4 which were formed on the piezo-electric substrate 11, Resonator 10S-1, 10S-23, 10S-4, 10P-12, and 10P-34, this -- each -- serial arm resonator 10S-1 and 10S-23 and 10 -- S-4, juxtaposition arm resonator 10P-12, and 10P-34 It consists of a transmission-line pattern 23 which connects between, and juxtaposition arm resonator 10P-12 and the ground pattern 24 of 10P-34. Since a resonator mold SAW filter is generally a band-pass filter, the pass band width BW as well as a passband insertion loss and the magnitude of attenuation out of band is one of the elements with an important property. However, pass band width BW is the electromechanical coupling coefficient k_2 of the piezo-electric substrate 11 fundamentally used for the configuration of a filter. Since it is decided and the quality of the material of the piezo-electric substrate 11 moreover also has only some kinds, it is difficult to make pass band width BW into a desired value. Here, it is an electromechanical coupling coefficient k_2 . It is the constant which expresses extent of association with an electric system and a mechanical system about piezoelectric material or a magnetostriction ingredient, and when what is stored as mechanical energy among the electric energy E_i given to the sample from outside is set to E_m , it is given by $k_2 = E_m/E_i$.

[0016] For example, LiTaO₃ Since four or more steps of number of stages of the ladder mold circuits 20A and 20B are the need in order to obtain sufficient magnitude of attenuation out of band when a resonator mold SAW filter like drawing 8 is produced using the piezo-electric substrate 11, it is juxtaposition arm resonator 10P. Antiresonant frequency F_{ap} and serial arm resonator 10S If resonance frequency F_{rs} is made in agreement like drawing 6, the pass band width BW of a filter is about 20MHz. It becomes. however, the specification of pass band width BW -- 25MHz it is -- since -- juxtaposition arm resonator 10P which constitute a filter in order to fulfill this condition antiresonant frequency F_{ap} -- low-pass -- 2.5MHz or more and serial arm resonator 10S 2.5MHz of resonance frequency F_{rs} must be shifted in a high region. Consequently, a passband insertion loss is about 1.0dB. It will deteriorate.

[0017] Moreover, an electromechanical coupling coefficient k_2 is LiTaO₃ (k_2). For example, it is about 9 times as many LiNbO₃ (k_2) as this from 0.66%. For example, when a resonator mold SAW filter like drawing 8 is produced using 5.5% of piezo-electric substrate, Conversely, pass band width BW is too wider than a specification, and they are the ladder mold circuits 20A and 20B of this filter. Juxtaposition arm resonator 10P to constitute It is 10.0MHz to a high region about antiresonant frequency F_{ap} . Above, And serial arm resonator 10S It is 10.0MHz to low-pass about resonance frequency F_{rs} . It must shift. Consequently, juxtaposition arm resonator 10P Serial arm resonator 10S A considerable impedance mismatch will arise in between and a several dB passband insertion loss will deteriorate. Thus, in the conventional resonator mold SAW filter, another property is sacrificed instead of a service condition realizing an indispensable property preferentially.

[0018]

[Problem(s) to be Solved by the Invention] Although there are various technical problems in high performance-ization of an SAW filter like conventional drawing 8, importance is mainly attached to low-loss-izing (namely, reduction of a passband insertion loss), a raise in the magnitude of attenuation outside a passband, electrification-proof [quantity], etc. However, management of the frequency band which various kinds of mobile communication equipment tends to increase, and already tends to be insufficient with development of mobile communication technology, and demand that these engine performance must be maintained in the frequency band decided severely besides the engine performance in which the filters currently used in various kinds of mobile communication equipment are low loss, the magnitude of attenuation outside high bandwidth, and power-proof [quantity] since it is severe are added in recent years. An SAW filter will be made to stand rather than other filters in this point by the disadvantageous position.

[0019] That is, the pass band width BW of an SAW filter is the electromechanical coupling coefficient k_2 of the piezo-electric substrate 11 of this filter. Since it is proportional mostly, the degree of freedom of a design is restricted. As mentioned above, the quality of the material of the piezo-electric substrate 11 which can be used as a substrate of an SAW filter is each electromechanical coupling coefficient k_2 , although there are only some kinds, for example, it is LiTaO₃, LiNbO₃, SiO₂, a niobic acid potassium (KNbO₃), langasite (La₃ Ga₅ SiO₁₄), etc. Since it was decided, if an SAW filter like

drawing 8 is produced using these, the pass band width BW will be decided mostly. In this case, when cutting the piezo-electric substrate 11 in process of substrate processing and the include angle of a cutting plane and a crystallographic axis is adjusted, it is an electromechanical coupling coefficient k_2 slightly. Since it is changeable, the pass band width BW of an SAW filter can also be tuned now finely. However, since the include angle of a cutting plane and a crystallographic axis had a role dominant in the insertion loss of an SAW filter, it was easily unchangeable, and in order to change pass band width BW, when the include angle of a cutting plane and a crystallographic axis was adjusted, the technical problem that degradation of a filter pass band region insertion loss was caused occurred.

[0020] such [this invention] conflict -- removing -- LiNbO₃ etc. -- electromechanical coupling coefficient [like] k_2 It aims at offering the resonator mold SAW filter of a configuration of that the pass band width BW of a filter is reducible to a desired value, without changing the cutting plane of a piezo-electric substrate which causes degradation of a filter pass band region insertion loss, and the include angle of a crystallographic axis, when producing a resonator mold SAW filter using a piezo-electric large substrate.

[0021]

[Means for Solving the Problem] The pass band width BW of a SAW resonator is the electromechanical coupling coefficient k_2 of the piezo-electric substrate of this SAW resonator. Since it is decided mostly, it is easily unchangeable only with the structure of a SAW resonator. As a piezo-electric substrate of a SAW resonator, it is cheap and is good LiTaO₃ of the temperature characteristic. SiO₂ Although used from the former, these are an electromechanical coupling coefficient k_2 . Since it is small, it is not suitable for the large SAW resonator or large SAW filter of pass band width BW. If the adjustment condition of the interstage of a ladder mold circuit is changed into the best condition when it constitutes a resonator mold SAW filter especially using a SAW resonator, the pass band width BW of this filter will become quite narrower than the width of face of a specification. On the other hand, it is an electromechanical coupling coefficient k_2 . LiTaO₃ SiO₂ If the large quality of the material (for example, LiNbO₃) is used as a piezo-electric substrate, since the pass band width BW of a SAW resonator will become large too much, it is not suitable for a band-pass filter. so, in invention concerning claim 1 of this inventions It sets to a resonator mold SAW filter, and is the predetermined electromechanical coupling coefficient k_2 . The piezo-electric substrate which it has, The input terminal which is formed on said piezo-electric substrate and inputs an input signal, and the output terminal which is formed on said piezo-electric substrate and outputs an output signal, One or more serial arm resonators which consisted of SAW resonators which are formed on said piezo-electric substrate, and series connection is carried out between said input terminals and output terminals, and have a predetermined impedance characteristic, One or more 1st capacitors by which series connection was carried out one [at a time] to said one or more serial arm resonators, respectively, One or more juxtaposition arm resonators which consisted of SAW resonators which are formed on said piezo-electric substrate, and are connected to a ladder mold to said each serial arm resonator, and have a predetermined impedance characteristic, It has one or more 2nd capacitors by which series connection was carried out one [at a time] to said one or more juxtaposition arm resonators, respectively.

[0022] If an input signal is inputted from an input terminal by having adopted such a configuration, each serial arm resonator will pass a signal for the frequency below each antiresonant frequency, and will reflect the frequency more than antiresonant frequency. Moreover, each juxtaposition arm resonator passes the signal of the frequency more than each resonance frequency, and reflects the frequency below resonance frequency. Therefore, a resonator mold SAW filter passes the signal of the frequency from the resonance frequency of a juxtaposition arm resonator to the antiresonant frequency of a serial arm resonator, and commits a band-pass filter. as for example, a piezo-electric substrate -- electromechanical coupling coefficient k_2 Large LiNbO₃ the case where it uses -- every -- since the bandwidth of a SAW resonator is large beyond the need -- each serial arm resonator and a juxtaposition arm resonator -- every -- by carrying out series connection of the 1st and 2nd capacitors, respectively, resonance frequency is made high and antiresonant frequency is made low. Therefore, signal passage frequency bandwidth is reduced and it is adjusted to a desired value. Invention concerning claim 2 constitutes from the capacitive element by which the 1st and 2nd capacitors of claim 1 are connected to the exterior of a piezo-electric substrate, the capacitive element of the blind-like electrode mold formed on this piezo-electric substrate, or the capacitive element of the multilayer electrode mold formed on this piezo-electric substrate. The pass band width BW of a filter is adjusted to desired bandwidth with the value of the capacity of these capacitors by carrying out series connection of the capacitor to each SAW resonator which constitutes a filter by this, and narrowing obtained frequency spacing or bandwidth of the resonance frequency and antiresonant frequency of a new SAW resonator.

[0023]

[Embodiment of the Invention] The 1st operation gestalt drawing 9 (a) and (b) are the block diagrams of a SAW resonator showing the 1st operation gestalt of this invention, this drawing (a) is a top view and this drawing (b) is an equalizing circuit. In the top view of drawing 9 (a), this SAW resonator 30 has the piezo-electric substrate 31 of LiNbO₃, and the capacitor 50 of an input terminal 32, an output terminal 33, the SAW resonator 40, and a blind-like electrode mold is formed on this piezo-electric substrate 31. Series connection of the capacitor 50 of the SAW resonator 40 and a blind-like electrode mold is carried out between the input terminal 32 and the output terminal 33. The SAW resonator 40 is two or more electrode fingers 41a. Reflectors 42L and 42R formed in the both sides of IDT41 and IDT41 which it has It has. A capacitor 50 is blind-like electrode 50a. It has. although this capacitor 50 is structurally the same as that of the SAW resonator which is not equipped with the reflector, since it is the purpose to obtain electrostatic capacity rather than to perform SAW excitation -- the SAW resonator 40 -- between electrode fingers -- dozens times -- large -- an electrode -- a logarithm and crossover length are set up based on the value of the electrostatic capacity to need.

[0024] In the equal circuit of drawing 9 (b), series connection of the SAW resonator 40 and the capacitor 50 is carried out between the input terminal 32 and the output terminal 33. At the SAW resonator 40, they are inductor 40a of an inductance L , and electrostatic capacity $c1$ between a capacitor 50 and an output terminal 33. Capacitor 40b And resistance 40c of resistance r Series connection is carried out and it is electrostatic capacity $c0$ to these and juxtaposition. Capacitor 40d It connects.

[0025] Next, actuation of drawing 9 (a) is explained. If the input signal of a RF is inputted from an input terminal 32, this input signal will pass a capacitor 50 and will reach the SAW resonator 40, but if $C50$ and angular frequency of an input signal are set to ω for the capacity of a capacitor 50, since the impedance of a capacitor 50 will be set to $(-1 / C50\omega)$, impedance $1 / C50\omega$ is lengthened from the impedance of the SAW resonator 40. On the other hand, an electrical-potential-difference difference arises, SAW is excited between the electrode fingers of all IDT(s) that constitute the SAW resonator 40, and this SAW resonator 40 shows an impedance characteristic like a crystal resonator or the conventional LC resonator.

[0026] Drawing 10 is the property Fig. of the reactance of the SAW resonator 30 of drawing 9. However, at this drawing 10, it is the characteristic curve $X0$ in drawing 4 (b) because of a comparison. It is displayed. In this drawing 10, the characteristic curve Xv shows the reactive characteristic of the SAW resonator 30 of drawing 9. Resonance frequency $Fr1$ and antiresonant frequency $Fa1$ are the values of the SAW resonator 10 of conventional drawing 2, and resonance frequency $Fr2$ and antiresonant frequency $Fa2$ are the values of the SAW resonator 30 of drawing 9. Since the impedance of a capacitor 50 is negative, when this is connected to the SAW resonator 40 at a serial, the reactance of the whole system (namely, SAW resonator 30) will fall in a negative direction. Consequently, as shown in drawing 10, $(Fr2-Fa2)$ is smaller than $(Fr1-Fa1)$. That is, the bandwidth of this SAW resonator 40 is reduced rather than the SAW resonator 30 of conventional drawing 2 by carrying out series connection of the capacitor 50 to the SAW resonator 40. That is, electromechanical coupling coefficient $k2$ of the piezo-electric substrate 31 The bandwidth $(Fr1-Fa1)$ of the decided SAW resonator 40 is reduced to bandwidth $(Fr2-Fa2)$ by carrying out series connection of the capacitor 50.

[0027] Drawing 1 (a) and (b) are the block diagrams of the four-step resonator mold SAW filter of this operation gestalt which used the SAW resonator of drawing 9, this drawing (a) is a top view and this drawing (b) is an identification circuit diagram. In the top view of drawing 1 (a), this resonator mold SAW filter has the piezo-electric substrate 31. On this piezo-electric substrate 31, an input terminal 41-0, an output terminal 41-4, serial arm resonator 40S-1, 40S-23, and 40S-4, Juxtaposition arm resonator 40P-12, 40P-34 and capacitor 50S-1 of a blind-like electrode mold, 50S-23, 50S-4, 50P-12, and 50P-34 are formed. furthermore, on the piezo-electric substrate 31 Serial arm resonator 40S-1 Between capacitor 50S-23 and 50P-12 The transmission-line pattern 62 which connects between the transmission-line pattern 61 to connect, serial arm resonator 40S-23, and capacitor 50S-4 and 50P-34, the transmission-line pattern 63 which connects between juxtaposition arm resonator 40P-12 and capacitor 50P-12, The transmission-line pattern 64 which connects between juxtaposition arm resonator 40P-34 and capacitor 50P-34 and juxtaposition arm resonator 40P-12, and the ground pattern 65 of 40P-34 are formed.

[0028] In the equal circuit of drawing 1 (b) Serial arm resonator 40S-1, 40S-23, and 40S-4, Capacitor 50S-1, 50S-23, 50S-4, 50P-12, and 50P-34 are connected to a serial juxtaposition arm 40P-12 and 40P-34, respectively. Serial arm component 30S-1, 30S-23, and 30S-4 And juxtaposition arm component 30P-12 and 30P-34 are constituted. It is serial arm component 30S-1 between an input terminal 41-0 and a node N1. It connects and juxtaposition arm component 30P-12 are connected between this node N1 and the ground pattern 65. Serial arm component 30S-23 are connected between a node N1 and a node N2, and juxtaposition arm component 30P-34 are connected between this node N2 and the ground pattern 65. It is serial arm component 30S-4 between a node N2 and an output terminal 41-4. It connects.

[0029] Next, actuation of drawing 1 is explained. each serial arm component 30 -- S-1, 30S-23, and 30S-4 seldom often let [the frequency below more than each resonance frequency and antiresonant frequency] the frequency more than through and this antiresonant frequency pass for a signal. Moreover, juxtaposition arm component 30P-12 and 30P-34 It seldom often lets the frequency below through and this resonance frequency pass for the frequency below more than each resonance frequency and antiresonant frequency. Consequently, this resonator mold SAW filter passes the signal of the frequency from the resonance frequency of juxtaposition arm component 30P-12 and 30P-34 to the antiresonant frequency of serial arm component 30S-1, 30S-23, and 30S-4, and works as a band-pass filter. However, at this operation gestalt, it is an electromechanical coupling coefficient $k2$ as a piezo-electric substrate 31. Large LiNbO3 Since it used, it is serial arm resonator 40S-1, 40S-23, 40S-4 and juxtaposition arm resonator 40P-12, and 40P-34. Bandwidth is large beyond the need. Therefore, series connection of capacitor 50S-1, 50S-23, 50S-4, 50P-12, and 50P-34 is carried out to each of these resonators, respectively, and it adjusts to a desired value by reducing bandwidth.

[0030] Drawing 11 is the property Fig. showing the insertion-loss property of the resonator mold SAW filter of drawing 1. However, characteristic curve $I1$ when not connecting capacitor 50S-1, 50S-23, 50S-4, 50P-12, and 50P-34 to each resonator in drawing 1 in this drawing 11 for a comparison It is displayed. In this drawing 11, a characteristic curve Iv shows the insertion-loss property of the resonator mold SAW filter of drawing 1. Serial arm resonator 40S-1, 40S-23, 40S-4 and juxtaposition arm resonator 40P-12, and 40P-34 which constitute this filter By carrying out series connection of capacitor 50S-1, 50S-23, 50S-4, 50P-12, and 50P-34, respectively It is shown that pass band width BW is reduced. The pass band width BW of the resonator mold SAW filter of drawing 1 constituted using the SAW resonator 30 of drawing 9 becomes the abbreviation $1/2$ of the bandwidth of this SAW resonator 30. Thus, LiNbO3 Electromechanical coupling coefficient [like] $k2$ Even if it constitutes a resonator mold SAW filter using the piezo-electric large substrate 31 Serial arm resonator 40S-1,

40S-23, 40S-4 and juxtaposition arm resonator 40P-12, and 40P-34 By carrying out series connection of capacitor 50S-1, 50S-23, 50S-4, 50P-12, and 50P-34, respectively The too wide pass band width BW is adjusted to a desired value.

[0031] As mentioned above, at this 1st operation gestalt, it is LiNbO₃, for example. Electromechanical coupling coefficient [like] k^2 When a resonator mold SAW filter is constituted using the piezo-electric large substrate 31, Serial arm resonator 40S-1, 40S-23, 40S-4 and juxtaposition arm resonator 40P-12, and 40P-34 By carrying out series connection of capacitor 50S-1, 50S-23, 50S-4, 50P-12, and 50P-34, respectively The too wide pass band width BW can be adjusted to a desired value.

[0032] The 2nd operation gestalt drawing 12 is the sectional view of a SAW resonator showing the 2nd operation gestalt of this invention, and the common sign is given to the element in drawing 9 (a) which shows the 1st operation gestalt, and the common element. In this SAW resonator, it replaces with the capacitor 50 in drawing 9 (a), and the capacitor 60 of a configuration of differing is formed. this capacitor 60 -- the structure of a multilayer electrode mold capacitor -- having -- the piezo-electric substrate 31 top -- a conductor -- a thin film 61, the dielectric thin film (for example, SiO₂) 62, and a conductor -- a thin film 63, the dielectric thin film 64, and a conductor -- the laminating of the thin film 65 is carried out to order, and it is constituted. a conductor -- the thin film 65 is connected to the input terminal 32. the electrostatic capacity of a capacitor 60 -- a conductor -- the crossover area of thin films 61, 63, and 65, and dielectric thin films 62 and 64 It is determined by thickness and the dielectric constant. Using this SAW resonator, when [the / as drawing 1 / same] constituted resonator mold SAW filter 0, the almost same actuation as the 1st operation gestalt is performed. Although a manufacture process takes time and effort compared with the capacitor 50 of the blind-like electrode mold of the 1st operation gestalt, since the degree of freedom of a setup of electrostatic capacity is large, the capacitor 60 of a multilayer electrode mold may be adopted on account of a design. As mentioned above, at this 2nd operation gestalt, it is serial arm resonator 40S-1, 40S-23, 40S-4 and juxtaposition arm resonator 40P-12, and 40P-34. Since the capacitor 60 of a multilayer electrode mold was adopted as a capacitor which carries out series connection, in addition to the advantage of the 1st operation ***** , the degree of freedom of a setup of electrostatic capacity can be enlarged.

[0033] In addition, this invention is not limited to the above-mentioned operation gestalt, but various deformation is possible for it. As the modification, there is the following, for example.

(a) With an operation gestalt, although four steps of resonator mold SAW filters were explained, this number of stages may be fluctuated according to the specification of the required magnitude of attenuation.

(b) Although components mark will increase if the configuration of a resonator mold SAW filter is made into the circuitry shown in drawing 7 , the same operation as drawing 1 and effectiveness are acquired.

(c) Reflectors 42L and 42R in drawing 9 You may delete, when there may be much loss.

(d) The capacitor 50 in drawing 9 may be formed between an output terminal 33 and the SAW resonator 40.

(e) Although all of capacitor 50S-1 in the capacitor 50 in drawing 9 and drawing 1 , 50S-23, 50S-4, 50P-12, and 50P-34 are blind-like electrode molds, with the dimension of the piezo-electric substrate 31, the location of the SAW resonator 40, a dimension, etc., they may be made mixing with a multilayer electrode mold or a blind-like electrode mold, and a multilayer electrode mold, and may be connected to the exterior of the piezo-electric substrate 31. Thereby, the degree of freedom of a design of a resonator mold SAW filter can be enlarged.

[0034]

[Effect of the Invention] As explained to the detail above, according to invention concerning claim 1, the too wide pass band width BW can be adjusted to a desired value by carrying out series connection of each capacitor to each serial arm resonator and each juxtaposition arm resonator which constitute a resonator mold SAW filter, respectively. Since the capacitive element connected to the exterior of a piezo-electric substrate as a capacitor which carries out series connection to each serial arm resonator and a juxtaposition arm resonator, the capacitive element of the blind-like electrode mold formed on this piezo-electric substrate, or the capacitive element of a multilayer electrode mold was adopted according to invention concerning claim 2, in addition to the effect of the invention concerning claim 1, the degree of freedom of a setup of electrostatic capacity can be enlarged.

[Translation done.]